

## METHOD FOR TRANSMITTING INFORMATION USING ORTHOGONAL WAVELET

Publication number: JP11275165

Publication date: 1999-10-08

Inventor: OKAMOTO EIJI

Applicant: COMMUNICATION RESEARCH LAB

Classification:

- International: H03M7/30; H04J11/00; H04L1/00; H04L27/36;  
H03M7/30; H04J11/00; H04L1/00; H04L27/34; (IPC1-7): H04L27/36; H03M7/30; H04L1/00

- European:

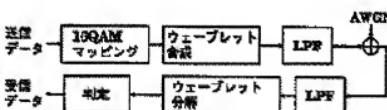
Application number: JP19980092651 19980320

Priority number(s): JP19980092651 19980320

[Report a data error here](#)

### Abstract of JP11275165

PROBLEM TO BE SOLVED: To expand a transmitting method by transmitting information with a different average bit error rate characteristic by means of modulation through the use of an orthogonal wavelet at the time of nonuniform error protection in transmitting information. SOLUTION: When an average bit error rate(BER) is calculated under AWGN environment, a Haar function is used for a mother wavelet and frame length NW at the time of synthesizing and dissolving the wavelet is made to be 16 so as to execute transmission with the frame as a unit. When the respective BER characteristics by sub-band level are obtained, BERs differ by 3 dB and about 5 dB gain is obtained in a level 4 as compared with a non-encoding 16 QAM theoretical value. The number of transmission symbols in the sub-band level 4 is one-eighth of a whole and a half of the whole becomes transmission in the sub-band level 1 so that the average bit error rate including the whole is deteriorated by about 4 dB as compared with the theoretical value. But a hierarchical BER characteristic is obtained.



Data supplied from the **esp@cenet** database - Worldwide

(51)Int.Cl.

H 04 L 27/36  
H 03 M 7/30  
H 04 L 1/00

識別記号

F I

H 04 L 27/00  
H 03 M 7/30  
H 04 L 1/00F  
A  
B

審査請求 有 普通項の数 1 FD (全 13 頁)

(21)出願番号

特願平10-92651

(71)出願人 391027413

郵政省通信総合研究所長

東京都小金井市真井北町4丁目2番1号

(22)出願日 平成10年(1998)3月20日

(72)発明者 岡本 英二

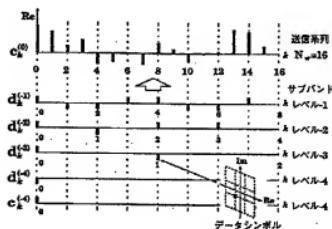
茨城県鹿嶋市平井893-1 郵政省通信総合研究所 関東支所鹿島宇宙通信センター内

(54)【発明の名称】 直交ウェーブレットを用いた情報伝送方法

(57)【要約】

【課題】直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法を提供する。

【解決手段】デジタル変調方式において伝送情報にUEPをおこなう場合は通常符号化を用いるが、直交ウェーブレットを用いることによって、BER特性の異なる伝送を変調により実現する。



-1-

### 【特許請求の範囲】

【請求項1】 デジタル変調方式において、伝送情報に不均一誤り保護(以下UEPと記す)をおこなう際に、直交ウェーブレットを用いることによって、平均ビット誤り率(以下BERと記す)特性の異なる情報を変調によって伝送可能にすることを特徴とする直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法。

【請求項2】 直交ウェーブレットを用いた離散ウェーブレットが1対1の可逆変換であることにより、サブバンド分解された成分に1つの信号点を割り当てて合成波 $f_0$ を作成し、該合成波 $f_0$ をベースバンドの変調信号として送信することを特徴とする直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法。

【請求項3】 伝送したい情報に階層的な重要度がある場合の変調方法として利用できることを特徴とする請求項2に記載の直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法。

【請求項4】 陸上、衛星の移動体通信システムにおいて、受信劣化状況によりBER特性のよい階層だけを復調するという、適応変調の方法として利用することができることを特徴とする請求項2に記載の直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法に関するものであり、特に、伝送したい情報に階層的な重要度がある場合の変調方法として利用できる。

【0002】

【従来の技術】 従来、符号化によってUEPを実現する場合、例えば図1のように一般化接連符号を用いる方法がある。図のC' 符号器では符号長はmN、情報記号数は $k_1, k_2, k_3, \dots, k_m$ となる。外符号 $C_i$ の最小ハミング距離を $l_i$ によって異なるものにすることにより、UEPを実現することができる。しかしこの方法では、一般的に冗長度が大きくなり伝送効率が落ちてしまう。

【0003】 また、信号点配置による方法の場合、図1ののような信号点配置を用いて伝送を行うと、 $d_1, d_2$ のユーリッド距離が異なることにより、付加雜音環境下などにおいて $d_1 > d_2$ のとき、 $a_1$ ビットの誤り率が $a_2$ ビットの誤り率よりも低くなる。この方法によってもUEPを実現することができない。この場合情報の階層を2段階しか設定することができない。また16QAMなど、より多シルボルの信号点配置で行おうとすると、信号面の構造が複雑になってしまう。

【0004】 更に、符号化変調による方法の場合、上記2つの技術を統合する技術として符号化変調方式による方法がある。この方法では一般的に信号点配置にユーリッド距離の差をつけ、符号化にはトレリス符号などを用い、符号化率をビットの重要度によって変化させる。

これを用いることにより設定の自由度が得られ、伝送効率をそれほど落すことなくUEPが実現される。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】 しかしながら、この方法では符号化、復号化手順が複雑になり、計算量も増大してしまうという問題を有していた。

【0006】

【課題を解決するための手段】 本発明は上記従来の欠点に鑑み提案されたもので、デジタル変調方式において、伝送情報にUEPをおこなう際に、直交ウェーブレットを用いることによって、平均ビット誤り率BER特性の異なる情報を変調によって伝送可能にする直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法を提供するものである。

【0007】 本発明は、直交ウェーブレットを用いた離散ウェーブレットが1対1の可逆変換であることにより、サブバンド分解された成分に1つの信号点を割り当てて合成波 $f_0$ を作成し、該合成波 $f_0$ をベースバンドの変調信号として送信する直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法を提供するものである。

【0008】 また、本発明は、伝送したい情報に階層的な重要度がある場合の変調方法として利用できる直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法を提供するものである。

【0009】 更に、本発明は、陸上、衛星の移動体通信システムにおいて、受信劣化状況によりBER特性のよい階層だけを復調するという、適応変調の方法として利用することができる直交ウェーブレットを用いたデジタル変調方法を提供するものである。

【0010】

【発明の実施の形態】 以下に本発明の実施形態を図面に基づいて説明する。図1に本方式の原理を示す。横軸 $x$ は時間軸である。直交ウェーブレットを用いた離散ウェーブレットが1対1の可逆変換であることを利用して、サブバンド分解された成分に一つの信号点を割り当て、合成波 $f_0$ を作り、これをベースバンドの変調信号として送信する。

【0011】 図1は信号面に16QAMを用い、16シンボルの情報をウェーブレットでまとめて伝送する場合の例である。この場合はまず伝送したい情報ビットを4ビットずつ区切り、16QAM信号点を16個作成する。そして、それらのシンボルをサブバンド波 $f_1, \dots, f_m$ の係数として割り当て、ウェーブレット合成波 $f_0$ を作成し、伝送するわけである。受信側では受信波をウェーブレット分解し、同様にサブバンド成分に分解された信号点から復号を行なう。信号点配置は伝送効率、信号点間のユーリッド距離の関係により選択される。

【0012】 なお、図4では実数部のみが表示されているが、計算は複素領域で行なう。マザーウェーブレットは直交であれば何でもよい。伝送データはデータ数2の累

乗でフレーム化する必要があり、その数をN=2n (nは正整数) とすると、サブバンドは-1から-nのレベルまで分解することができる。

【0013】サブバンド分解について連続信号の式で表

数式 1

$$f_0(x) = g_{-1}(x) + g_{-2}(x) + \cdots + g_{-n}(x) + f_{-n}(x)$$

【0015】

すと、下記のような式となる。

【0014】

【数1】

数式 2

$$f_j(x) = g_{j-1}(x) + f_{j-1}(x)$$

【0016】ここで、 $f_0(x)$ は合成波、 $g_i(x)$ はサブバンド波で $i=-n$ から-1の整数値を取り、 $i=-1$ が高周波成分、-nが低周波成分となる。また数式2の $f_j(x)$  ( $-n+1 \leq j \leq -1$ 、jは整数) はレベルj-1以下の合成波で

ある。f、gをスケーリング関数 $\phi(x)$ 、マザーウェーブレット $\psi(x)$ を用いて表すと下記のようになる。

【0017】

【数3】

数式 3

$$f_j(x) = \sum_k c_k^{(j)} \phi(2^j x - k)$$

【数4】

【0018】

数式 4

$$g_j(x) = \sum_k d_k^{(j)} \psi(2^j x - k)$$

【0020】なお、スケーリング関数、マザーウェーブレットは以下のようなトウ・スケール関係を満たす。

【0021】

【数5】

数式 5

$$\phi(x) = \sum_k p_k \phi(2x - k)$$

【数6】

【0022】

数式 6

$$\psi(x) = \sum_k q_k \psi(2x - k)$$

】に対し下記の関係を持つ。

【0024】

【数7】

数式 7

$$\begin{cases} \eta_k = \bar{p}_{-k} \\ \eta_k = \bar{q}_{-k} \end{cases}$$

【0025】送信波合成の原理を以下に示す。ウェーブレットの合成、分解時の時間軸にはxを用い、実際の送信系列を扱う時の時間軸tとは区別して考える。これはウェーブレットを用いた分解、合成の式がxを用いて数

式3、数式4のようにならざり、ここでxをtに変換するより、このまま考えた方が簡単であるためである。実際にウェーブレット合成波、分解波は離散的に得られるので、得られた離散値を送信系列に当てはめることのみで

xからtへの変換を行うことができる。数式1、数式3、数式4より、合成波を連続信号として表すと下記のようになる。

数式 8

$$f_0(x) = \sum_{k=0}^{(N_w/2^1)-1} d_k^{(-1)} \psi(2^{-1}x - k) + \sum_{k=0}^{(N_w/2^2)-1} d_k^{(-2)} \psi(2^{-2}x - k) + \dots + d_0^{(-n)} \psi(2^{-n}x) + c_0^{(-n)} \phi(2^{-n}x)$$

【0027】そして、この $\{d^{(j)}_k\}$ 、 $\{c^{(-n)}_0\}$ に複素数の信号点を割り当てるにあたる。その際、数式8のように直交ウェーブレット変換ではサブバンドのレベルによって時間解像度が変わり、低周波ほど低くなるので、割り当てる信号点の数がレベルによって変わるので、具体的にはサブバンドj=1レベルで $N_w/2$ 個、以降レベルが一つ下がると信号点の数が半減され、レベル(-n+1)で2

【0026】

【数8】

個、レベルnで $c^{(-n)}_0$ 、 $d^{(-n)}_0$ が1つずつの2個である。

【0028】また、合成波 $f_0(x)$ は数式3よりも表すことができ、結局この合成波の係数 $\{c^{(0)}_k\}$ の系列を伝送すれば $\{d^{(j)}_k\}$ 、 $\{c^{(-n)}_0\}$ の情報を得ることができる。

【0029】

【数9】

数式 9

$$f_0(x) = \sum_k c_k^{(0)} \phi(x - k)$$

【0030】数式8の合成の過程を離散的に与えるもののが、数式2～数式6から得られる再構成アルゴリズムである。

【0031】

【数10】

数式 10

$$c_k^{(j)} = \sum_l [p_{k-2l} c_l^{(j-1)} + q_{k-2l} d_l^{(j-1)}]$$

【0032】ただし、Iは整数である。

【0033】図4は $N_w=16$ のときの合成の様子を示したものである。ただし、実数部のみが表示されている。データシンボル $\{d^{(j)}_k\}$ 、 $\{c^{(-n)}_0\}$ から送信系列 $\{c^{(0)}_k\}$ が作成されるが、数式10より、合成は低いサブバンドレベルから順番に行う。図中では $c^{(-4)}_k$ 、 $d^{(-4)}_k$ から $c^{(-3)}_k$ を合成し、 $c^{(-3)}_k$ 、 $d^{(-3)}_k$ から $c^{(-2)}_k$ と繰り返して $c^{(0)}_k$ を求める。

【0034】そして、この $\{c^{(0)}_k\}$ をベースバンドの送信

系列とする。図からも分かるように割り当てる信号点の総数は、レベル1～4の合計で $N_w$ に等しいため、 $N_w$ のデータ信号点系列を $N_w$ シンボルの送信系列で伝送することができる。

【0035】合成信号 $f_0$ のエネルギーは数式9より下記の式になる。

【0036】

【数11】

数式 11

$$\begin{aligned} \|f_0(x)\|^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} \left| \sum_{k=0}^{N_w-1} c_k^{(0)} \phi(x - k) \right|^2 dx \\ &= \sum_{k=0}^{N_w-1} |c_k^{(0)}|^2 \int_{-\infty}^{\infty} |\phi(x - k)|^2 dx \\ &= \sum_{k=0}^{N_w-1} |c_k^{(0)}|^2 \end{aligned}$$

【0037】ただし、この計算にはスケーリング関数の直交性を示す下記の式を用いた。

【0038】

【数12】

## 数式 12

$$\langle \phi_{j,k} | \phi_{j,l} \rangle = \delta_{k,l}$$

【数 1 3】

ただし、j, k, lは整数である。

【0 0 3 9】

## 数式 13

$$\phi_{j,k} = 2^{j/2} \phi(2^j x - k)$$

【数 1 4】

【0 0 4 0】

## 数式 14

$$\delta_{i,j} = \begin{cases} 1 & i=j \\ 0 & i \neq j \end{cases}$$

【0 0 4 1】  $\langle u | v \rangle$  ;は関数の内積であり、下記の数式で定義される。

【0 0 4 2】

【数 1 5】

## 数式 15

$$\langle u | v \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} \overline{u(x)} v(x) dx$$

【数 1 6】

【0 0 4 3】 同様に、

【0 0 4 4】

## 数式 16

$$\psi_{j,k} = 2^{j/2} \psi(2^j x - k)$$

【数 1 7】

【0 0 4 5】 としたとき直交性は、

【0 0 4 6】

## 数式 17

$$\langle \psi_{j,k} | \psi_{l,m} \rangle = \delta_{j,l} \delta_{k,m}$$

【数 1 8】

【0 0 4 7】

## 数式 18

$$\langle \phi_{j,k} | \phi_{j,l} \rangle = 0$$

【0 0 4 8】 (j, k, l, mは整数) ならびにトウ・スケール関係を用いて数式 8 から下記の数式が導き出せる。

【0 0 4 9】

【数 1 9】

## 数式 19

$$\|f_0(x)\|^2 = \sum_{j=-n}^{-1} \sum_{k=0}^{(N_w/2^{-j})-1} \left[ 2^{-j} |d_k^{(j)}|^2 \right] + 2^n |c_0^{(-n)}|^2$$

【0 0 5 0】 そして、数式 1 1、数式 1 9 から下記の数式となる。

【0 0 5 1】

【数 2 0】

## 数式 20

$$\sum_{k=0}^{N_w-1} |c_k^{(0)}|^2 = \sum_{j=-n}^{-1} \sum_{k=0}^{(N_w/2^{-j})-1} \left[ 2^{-j} |d_k^{(j)}|^2 \right] + 2^n |c_0^{(-n)}|^2$$

【0 0 5 2】 これより、送信系列の電力とデータ信号点

系列の電力の関係が表されることになる。

【0053】受信波分解に関する説明をする。以下では受信側ベースバンドでのサンプリングされた離散信号について考える。

【0054】受信信号を  $c^{(0)}_k$  とすると、この系列を離散ウェーブレット分解すれば送信されたデータ信号点

数式 21

系列が得られる。なお、分解には下記の分解アルゴリズムを用いる。

【0055】

【数 21】

$$c_k^{(j-1)} = \frac{1}{2} \sum_l \gamma_{2k-l} c_l^{(j)}$$

【0056】

【数 22】

数式 22

$$d_k^{(j-1)} = \frac{1}{2} \sum_l \eta_{2k-l} c_l^{(j)}$$

【0057】数式 21、数式 22 を用いてレベル 0 から逐次的に下のレベルの  $d^{(j-1)}_k$  を求め、最後に  $c^{(n)}_0$  を求める。そしてこれらのサブバンド成分を元の信号点配置と比較して復調を行う。

【0058】このように、サブバンドからの送信波合成、受信波からのサブバンド分解には離散ウェーブレット変換を用いているが、実際にはマザーウェーブレットを使用するわけではなく、トゥー・スケール列、分解数列の代数計算のみでよいため計算は比較的容易である。

【0059】次に、本発明における階層的構造について説明する。 $c^{(n)}_0$ 、 $d^{(j)}_k$  に割り当てる信号点配置は、通常の変調と同様に 1 ビットに割り当てるエネルギーと伝送効率 (bit/symbol) の関係によって決定される。また、レベル毎に変調方式を変えることにより、信号点間距離を柔軟に設定することもできる。

【0060】数式 20 よりすべてのサブバンドに同じ信号点配置を適用すると、送信系列  $(c^{(0)}_k)$  の中において、下のサブバンドレベルほど相対的に割り当たられる 1 シンボルあたりのエネルギーが増えることになる。つまり、信号点配置の大きさは同じでも、サブバンドのレベルが一つ下がると、送信系列の中における 1 シンボルあたりのエネルギーは 2 倍になるわけである。これによ

り、サブバンド毎に 3 dB ずつ異なる利得が得られ、階層的な伝送を実現することができる。なお、階層の深さは  $N_s$  の累乗の乗数になる。

【0061】また、あるサブバンドレベルに伝送信号を割り当てず、0 とする場合を考える。このとき、同じ伝送シンボル数で伝送できる情報が減るため伝送効率は落ちるが、式数 20 より伝送シンボル中におけるその他のサブバンドレベルの相対的エネルギーが増大するため、BER 特性は全体的によくなる。このようにあるサブバンドレベルにのみデータを割り当てる割り当てなかったりすることで、伝送効率を柔軟に設定することができ、それとトレードオフの関係にある階層的な BER 特性も柔軟に設定することができる。

【0061】

【実施例】以下に本発明の実施例を詳細に説明する。第 1 の実施例を以下に説明する。以下ではすべてのサブバンドに同じ大きさの 16 QAM を適用し、送信データシンボルの生成確率は等しい場合を想定した。図 1 のように信号点配置をグレイ符号化 16 QAM とする。符号の最小ヨークリッド距離を  $a$  とすると、この信号面から生成される信号の平均エネルギー  $s^2$  は下記の数式となる。

【0062】

【数 23】

$$s^2 = \frac{5}{2} a^2$$

ウェーブレット合成による送信系列の平均エネルギーは下記の数式となる。

【0064】

【数 24】

数式 23

$$\overline{|c_k^{(0)}|^2} = \frac{5a^2}{N_w} \left[ \sum_{j=-n}^{-1} \sum_{k=0}^{(N_w/2^{-j})-1} \{2^{-j-1}\} + 2^{n-1} \right]$$

ヨークリッド距離の 2 乗  $\Delta^2$ 、ならびに無符号化 16 QAM に対する利得は、 $N_w=16$  のとき表 1 のようになる。

数式 24

【0065】数式 23、数式 24 より、信号の平均エネルギーを 1 としたときのサブバンドレベルの相対的なユ

表1: サブバンドレベルの利得

	16QAM	レベル-1	レベル-2	レベル-3	レベル-4
$\Delta^2$	2/5	4/25	8/25	16/25	32/25
利得(dB)	0	-3.98	-0.97	2.04	5.05

【0067】このようにすべてのサブバンドに同じ大きさの信号点配置を行っても、送信系列の中における1シンボルあたりのエネルギー割り当てが異なるため、実効的な2△はサブバンド毎に2倍ずつ異なる。

【0068】また、用いる直交ウェーブレットはサポートが小さく、合成、分解の際の計算が簡単なHaar関

数、ならびにDaubechiesN=2の関数を用いた。このとき、トウ・スケール数列はHaar関数の場合、下記の式で表される。

【0069】

【数25】

式25

$$p_0 = p_1 = q_0 = -q_1 = 1$$

【0070】DaubechiesN=2の場合、下記の式で表される。

【0071】

【数26】

式26

$$\begin{cases} p_0 = q_1 = \frac{1+\sqrt{3}}{4} \\ p_1 = q_0 = \frac{3+\sqrt{3}}{4} \\ p_2 = q_{-1} = \frac{3-\sqrt{3}}{4} \\ p_3 = q_{-2} = \frac{1-\sqrt{3}}{4} \end{cases}$$

【数27】

式27

$$\gamma_{-1} = \gamma_0 = -\gamma_{-1} = \gamma_0 = 1$$

【0075】

【数28】

式28

$$\begin{cases} \gamma_0 = -\gamma_{-1} = \frac{1+\sqrt{3}}{4} \\ \gamma_{-1} = \gamma_0 = \frac{3+\sqrt{3}}{4} \\ \gamma_{-2} = -\gamma_1 = \frac{3-\sqrt{3}}{4} \\ \gamma_{-3} = \gamma_2 = \frac{1-\sqrt{3}}{4} \end{cases}$$

【0076】それ以外のp、q、f1、j1はすべて0であり、式数10、式数21、式数22は適当なところで終了する。

【0077】図4のような等価低域系のシステムを考え、AWGN環境下でのBER特性を計算した。マザーウェーブレットにはHaar関数を用い、ウェーブレット合成、分解時のフレーム長N<sub>w</sub>は16とし、このフレームを単位として伝送を行った。また、受信側の同期は完全であることを仮定した。

【0078】図5にそれぞれのサブバンドレベル別、及び全体のBER特性を示す。図の横軸は、無符号化16

QAM伝送時のB<sub>0</sub>/N<sub>0</sub>とした。なお、サブバンドレベル-4はc<sup>(-4)</sup>とd<sup>(-4)</sup>のエネルギーが等しいため、まとめて評価した。図に示されているように、3dBずつBERが異なり、表1のようにレベル-4では無符号化16QAM理論値に比べておよそ5dBの利得が得られる。しかし、サブバンドレベル-4の伝送シンボル数は全体の1/8であり、しかも全体の1/2はサブバンドレベル-1での伝送となるため、すべてを合わせたBER特性は理論値より4dB近く劣化する。

【0079】このように伝送信号のエネルギーを低いサブバンドレベルに集中させるため、全体の特性は劣化す

るが、本方式では階層的なBER特性が得られるので、情報源に階層的な重要度が与えられている場合などの伝送に適している。

#### 【0080】第2の実施例

伝送効率を無符号化16QAMよりも落とすことができる場合は、本方式は柔軟な設定が行える。例としてサブバンドレベル-1、-2のみにデータを割り当て、その他のレベルをすべて0とする場合を考える。このとき伝送効率はrate3/4の符号化16QAMと同じになる。すると、数式2.0より-1、-2レベルでの1シンボル当たりの相対的なエネルギーが増大するため特性がよくなり、表1と同様に利得を計算すると、表2のようにレベル-1が無符号化16QAMと同じ特性、レベル-2がそこから3dBよい特性が得られることになる。

#### 【0081】

【表2】

表2: サブバンドレベルの利得			
	16QAM	レベル-1	レベル-2
$\Delta^2$	2/5	2/5	4/5
利得 (dB)	0	0	3.01

【0082】図6にBER特性の計算結果を示す。図中、レベル-1の特性と無符号化16QAMの理論値が重なっており、ほぼ表2の通りの特性が得られている。もちろん同じ伝送速率、つまり同じ周波数利用効率でもっとBER特性のよい符号は存在するが、本方式では複雑な符号化、復号操作を必要とせずに変調自体で段階的なBER特性が得られる点に特徴がある。

【0083】本例に示したように、あるサブバンドレベルにのみデータを割り当てる割り当てなかつたりすることで、伝送効率を柔軟に設定することができ、また、レベル毎に3dBのBER特性の差が生じることから、本方式をUEP符号の一種と考えることもできる。また、各サブバンドレベル毎に変調方式を変化させることにより、レベル毎のBER特性の差を調節することも可能である。

【0084】第3の実施例においては、伝送シンボル系列にバイロットシンボルを挿入することにより、同期を取りることを想定し、同時にそのバイロットシンボルにより、一様フェージング補償を行なう計算機シミュレーションシステムを考える。図7にフェージング環境下におけるシステムを、図8に送信系列のフレーム構成を示す。

【0085】この伝送フレームは、ウェーブレット分解、合成のフレームとは別のフレーム化であり、図10のデータシンボルの中にウェーブレットのフレームがインターリーブされて入っていることになる。

【0086】Nwは16、シンボル伝送速度は16Ksymbol/secとし、同期は完全であると仮定した。またフェージングは最大ドッpler周波数f<sub>D</sub>=80Hz (f<sub>D</sub>T<sub>s</sub>=1/200, T<sub>s</sub>は

シンボル周期)の緩やかなレイヤーフェージングとし、幅16、深さ15のシンボルインターリーブと、FFTを用いた補償法を適用した。フェージング補償に用いるバイロットシンボルは図3のA点を用い、バイロットシンボル間隔は16、補償に用いるバイロットシンボル数は32個とした。

【0087】図9に計算結果を示す。AWGN環境下と同じく、各サブバンドレベル毎におよそ3dBずつのBERの差が生じているが、レベル-4は他のレベルと比べてE<sub>b</sub>/N<sub>0</sub>に対し次第に特性がよくなる様子が表れている。これはレベル-4のシンボル1つが、伝送時系列c<sup>(10)</sup>の中では16シンボルに分散して構成されているためインターリーブが効果的に働き、フェージングの影響がより抑えられている影響と考えられる。またフェージング補償方式には、バイロットシンボルを挿入することも含めておよそ2.2dBの劣化が生じたため、全体のBER特性は無符号化16QAMの理論値から比べて7~8dB程度劣化する。

【0088】そこで図6と同じようにサブバンドレベル-1、-2のみに伝送データを割り当てるフェージング下でのBERを計算した。結果が図10である。この場合はレベル-1が無符号化16QAM理論値からおよそ3dBの劣化、レベル-2が理論値程度のBER特性を示す。レベル-2の1シンボルは、伝送時系列の4シンボルに分散しているだけなので、図9のレベル-4に比べるとインターリーブの効果が出ていないことが分かる。

【0089】このようにフェージング環境下においても階層的なBER特性が得られるため、移動体通信などへも適用可能であることが分かる。

【0090】以上、本発明を図面に記載された実施形態に基づいて説明したが、本発明は上記した実施形態だけではなく、特許請求の範囲に記載した構成を変更しない限りどのようにでも実施することができる。

#### 【0062】

- 【発明の効果】以上要するに、本発明によれば、1.符号化を施すことなく2段階以上の階層的なBER特性の得られる伝送系列が作成できる。  
2.特殊な信号点配置を必要とせずにUEPを実現することができる。  
3.伝送効率、それとトレードオフの関係にあるBER特性が柔軟に設定できる。  
4.変調方法自体のエネルギーの損失はない。そのため本変調方法を用いながら符号化を行うなど、伝送方法の拡張が容易である。  
等、多大な効果を奏す。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の離散ウェーブレットを用いた伝送原理を示す概念図である。

【図2】本発明の送信波合成を示す概念図である。

【図3】本発明のグレイ符号化16QAMの信号点の配

置を示す模式図である。

【図 4】本発明の第 1 の実施例におけるシステム構成を示すブロック図である。

【図 5】本発明の AWGN 環境下での BER 特性を示す特性図である。

【図 6】本発明のサブバンドドレペル -1, -2 のみ伝送時の BER 特性を示す特性図である。

【図 7】本発明の第 3 の実施例におけるシステム構成を示すブロック図である。

【図 8】本発明の第 2 の実施形態における伝送フレーム

構成を示す模式図である。

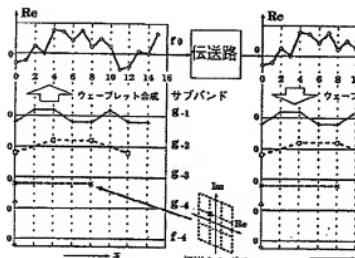
【図 9】本発明の滑やかなフェージング環境下での BER 特性を示す特性図である。

【図 10】本発明のサブバンドドレペル -1, -2 のみの伝送時の BER 特性を示す特性図である。

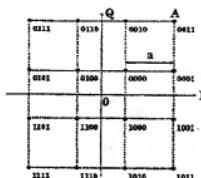
【図 11】従来の連続符号の符号器の構成を示すプロック図である。

【図 12】従来の非均一信号点の配置状況を示す概念図である。

【図 1】



【図 3】

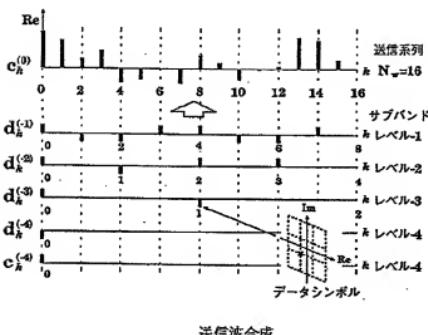


グレイ符号化 16QAM 値号点配置

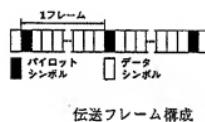
【図 8】

離散ウェーブレット変換を用いた伝送原理

【図 2】

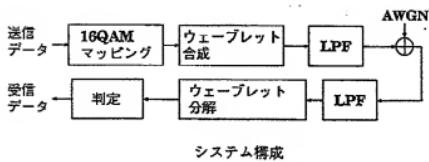


送信波合成

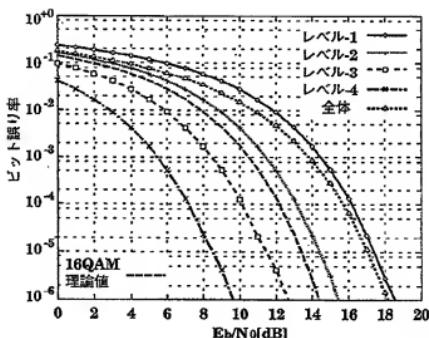


非均一信号点配置

【図4】

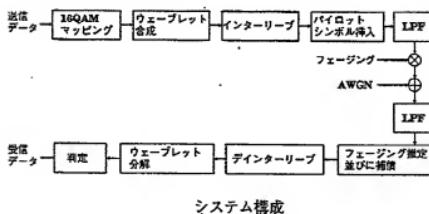


【図5】

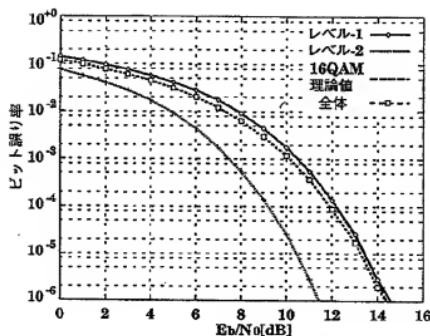


AWGN環境下でのBER特性

【図7】

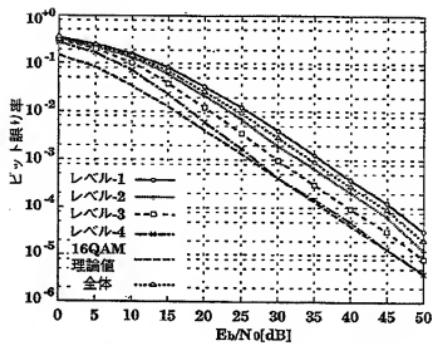


【図6】



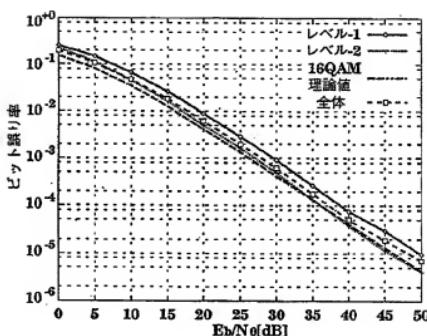
サブバンドレベル-1、-2のみ伝送時のBER特性

【図9】



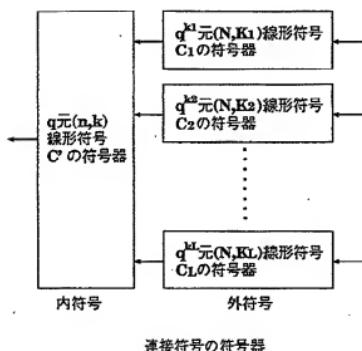
緩やかなフェージング環境下でのBER特性

【図10】



サブバンドレベル -1,-2 のみ伝送時の BER 特性

【図11】



接続符号の符号器

## 【手続補正書】

【提出日】平成11年4月2日

## 【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】発明の名称

【補正方法】変更

## 【補正内容】

【発明の名称】直交ウェーブレットを用いた情報伝送

## 方法

## 【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】特許請求の範囲

【補正方法】変更

## 【補正内容】

【特許請求の範囲】

【請求項11】 直交ウェーブレットを用いた情報伝送方法において、伝送情報に不均一誤り保護（以下UEPと記す）をおこなう際に、直交ウェーブレットを用いてサブバンド分解される成分の全てを用いることなく、サブバンド群の中から選定したサブバンドにのみ信号点を割

り当てるによつて、平均ピット誤り率（以下BERと記す）特性を情報の重要度に応じて異ならせた状態で全てのサブバンド群から合成波 $f_o$ を作成し、該合成波 $f_o$ を変調して伝送するようにしたことを特徴とする直交ウェーブレットを用いた情報伝送方法。